

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
22 March 2001 (22.03.2001)

PCT

(10) International Publication Number
WO 01/20751 A2

(51) International Patent Classification⁷: H02K
(21) International Application Number: PCT/US00/25459
(22) International Filing Date:
18 September 2000 (18.09.2000)
(25) Filing Language: English
(26) Publication Language: English
(30) Priority Data:
60/154,613 17 September 1999 (17.09.1999) US
60/154,681 17 September 1999 (17.09.1999) US
60/183,301 17 February 2000 (17.02.2000) US

Eastbrook Court, Shelby Township, MI 48031 (US).
BOULES, Nady; 2055 Pondway, Troy, MI 48098 (US).
NAIDU, Malakondaiah; 5538 Casper Drive, Troy, MI 48098 (US).

(74) Agent: MURPHY, Keith, J.; Cantor Colburn LLP, 55 Griffin Road South, Bloomfield, CT 06002 (US).

(81) Designated States (*national*): BR, JP.

(84) Designated States (*regional*): European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

Published:

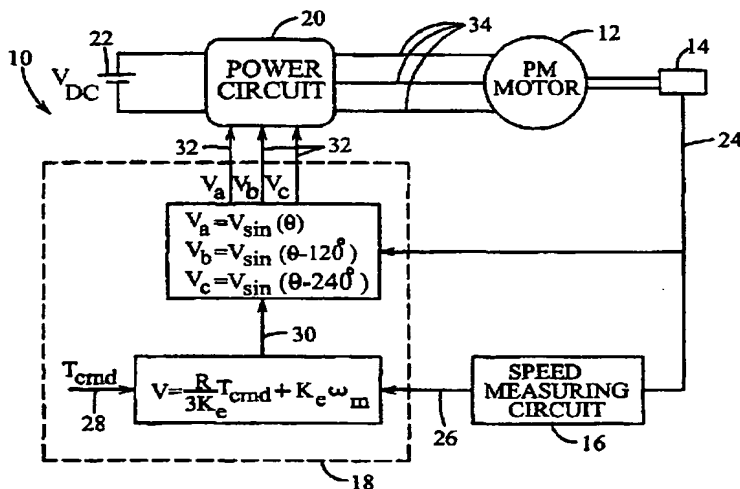
— Without international search report and to be republished upon receipt of that report.

(71) Applicant: DELPHI TECHNOLOGIES, INC.
[US/US]; Legal Staff - MC 480-414-420, 1450 West Long Lake Road, Troy, MI 48007-5052 (US).

(72) Inventors: HENRY, Rassem, R.; 16127 Bayham, Clinton Township, MI 48038 (US). NEHL, Thomas, W.; 5001

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: EXTENDED SPEED RANGE OPERATION OF PERMANENT MAGNET BRUSHLESS MACHINES USING OPTIMAL PHASE ANGLE CONTROL IN THE VOLTAGE MODE OPERATION



(57) Abstract: A voltage mode control method and apparatus for extending speed range operation from a sinusoidally excited permanent magnet motor is described. The method includes a determination of a maximum value from a first set of parameters with each parameter having a known maximum value as well as a reading of a second set of parameters. A computation of a first derived angle using the first set of parameters and the second set of parameters is then performed. A computation of amplitude of phase voltage and a second derived angle using the first derived angle follows. A resultant output comprising a set of derived command voltages for controlling a power circuit is created whereby the power circuit can achieve required torque levels with lower currents for power switches.

WO 01/20751 A2

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表2003-523703

(P2003-523703A)

(43)公表日 平成15年8月5日(2003.8.5)

(51)IntCl.⁷

識別記号

F I

テーマト* (参考)

H 0 2 P 6/10

B 6 2 D 5/04

3 D 0 3 3

B 6 2 D 5/04

H 0 2 P 6/02

3 7 1 G 5 H 5 6 0

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 41 頁)

(21)出願番号 特願2001-524212(P2001-524212)
 (86)(22)出願日 平成12年9月18日(2000.9.18)
 (85)翻訳文提出日 平成14年3月18日(2002.3.18)
 (86)国際出願番号 P C T / U S 0 0 / 2 5 4 5 9
 (87)国際公開番号 W O 0 1 / 0 2 0 7 5 1
 (87)国際公開日 平成13年3月22日(2001.3.22)
 (31)優先権主張番号 6 0 / 1 5 4 , 6 1 3
 (32)優先日 平成11年9月17日(1999.9.17)
 (33)優先権主張国 米国 (U S)
 (31)優先権主張番号 6 0 / 1 5 4 , 6 8 1
 (32)優先日 平成11年9月17日(1999.9.17)
 (33)優先権主張国 米国 (U S)

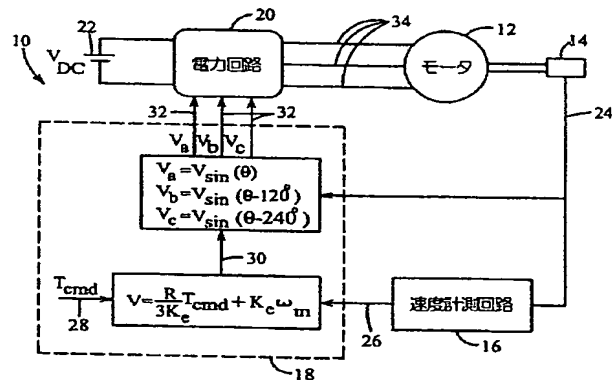
(71)出願人 デルファイ・テクノロジーズ・インコーポ
 レーテッド
 アメリカ合衆国ミシガン州48098, トロイ,
 デルファイ・ドライブ 5725
 (72)発明者 ヘンリー, ラッセム・アール
 アメリカ合衆国ミシガン州48038, クリ
 トン・タウンシップ, ベイハム 16127
 (72)発明者 ネール, トーマス・ダブリュー
 アメリカ合衆国ミシガン州48031, シェル
 ビー・タウンシップ, イーストブルック・
 コート 5001
 (74)代理人 弁理士 社本 一夫 (外5名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電圧モードオペレーションにおいて最適な位相角制御を用いた永久磁石ブラシレス機械の拡張速
 度範囲オペレーション

(57)【要約】

正弦波により励磁される永久磁石モータから速度範囲動作を拡張するための電圧モードを制御する方法および装置が開示される。本方法は、1組のパラメータを読み取るステップと同様に各パラメータが既知の最大値を有する第1の組のパラメータから最大値を決定するステップを含む。次に、第1の組のパラメータと第2の組のパラメータを用いて、第1の導出角度の計算が行われる。第1の導出角度を用いて、相電圧の振幅と第2の角度の計算が続く。電力回路を制御するための導出された1組のコマンド電圧を含み、結果として出力が生成され、それにより電力回路は電力スイッチに対するより低い電流により要求トルクレベルを達成できる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 正弦波により励磁される永久磁石モータから速度範囲オペレーションを拡張するための電圧モード制御方法であって、

既知の最大値を持つ各パラメータを有する第 1 の組のパラメータから既知の最大許容値を決定するステップと、

第 2 の組のパラメータを読み取るステップと、

前記第 1 の組のパラメータと前記第 2 の組のパラメータを用いて、第 1 の導出角度を計算するステップと、

前記第 1 の導出角度と第 3 の組のパラメータを用いて、相電圧ベクトルの振幅と第 2 の導出角度を計算するステップと、

電力回路を制御するための 1 組の導出コマンド電圧を出力するステップとを含み、

前記電力回路は電力スイッチに対してより低い電流により、要求トルクレベルを達成する、電圧モード制御方法。

【請求項 2】 前記第 1 の組のパラメータは、

最大トルクを有する 1 組のテーブル化された利用可能トルクと、

最大機械速度を有する 1 組のテーブル化された機械速度とを含み、

前記組のテーブル化された利用可能トルクと前記テーブル化された機械速度は、最大許容相 r_{ms} 電流から導出される、請求項 1 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 3】 前記第 2 の組のパラメータは、

必要トルクと、

前記正弦波により励磁される永久磁石モータの回転子から導出された検知速度とを含む、請求項 1 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 4】 さらに、前記必要トルクが前記最大トルクを超えるかを決定するステップと、

前記必要トルクが前記最大トルクを超える時、前記必要トルクを前記最大トルクとして設定するステップとを含む、請求項 3 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 5】 さらに、必要な相電流を計算するステップを含む、請求項 1

に記載の電圧モード制御方法。

- 【請求項6】 前記第2の組のパラメータを読み取るステップは、
速度値を読み取るステップと、
必要トルク値を読み取るステップとを含む、請求項1に記載の電圧モード制御方法。

- 【請求項7】 前記第1の導出角度は、
【数1】

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{T_{cmd}}{3N_p K_e I_{ph,rms}} \right]$$

ここで、

α = 第1の導出角度、

N_p は極対数を示し、

K_e は電気機械の逆起電力定数、 rms 値を示し、

$$E_{ph,rms} = K_e \omega_m$$

ω_m は rad/s 単位の機械の機械速度であり、

$E_{ph,rms}$ は相 rms 逆起電力である、

により計算される、請求項1に記載の電圧モード制御方法。

- 【請求項8】 さらに、
【数2】

$$V_{ph,rms} = \sqrt{E_{ph,rms}^2 + I_{ph,rms}^2 (R_{ph}^2 + X_{ph}^2) + 2E_{ph,rms} I_{ph,rms} (R_{ph} \cos(\alpha) - X_{ph} \sin(\alpha))}$$

により与えられる相 rms 電圧を計算するステップを含む、請求項1に記載の電圧モード制御方法。

- 【請求項9】 前記第2の導出角度は、
【数3】

$$\delta = \sin^{-1} \left[\frac{I_{ph,rms} R_{ph} \sin(\alpha) + I_{ph,rms} X_{ph} \cos(\alpha)}{V_{ph,rms}} \right]$$

α = 第1の導出角度

により計算される、請求項1に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 10】 前記組の導出コマンド電圧は、

【数 4】

$$V_a = V_{ph,p} \sin(\delta + \theta_e)$$

$$V_b = V_{ph,p} \sin(120 + \delta + \theta_e)$$

$$V_c = V_{ph,p} \sin(\delta - 120 + \theta_e)$$

ここで、

$$\theta_e = \theta_m N_p$$

θ_e は回転子の位置（電氣的）を示し、

θ_m は回転子の位置（機械的）を示し、

【数 5】

$$V_{ph,p} = \sqrt{2} V_{ph,rms}$$

で示される V_a 、 V_b 、 V_c を含む、請求項 1 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 11】 前記電力回路はインバータを備える、請求項 1 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 12】 前記組の第 3 のパラメータのセットは、 r_{ms} 相電流、 r_{ms} 電圧、相インピーダンスおよび相抵抗を含む、請求項 1 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 13】 相巻き線の温度を計測するステップと、次式

【数 6】

$$R = R_r (1 + a \Delta T)$$

ここで、

R は実際の相抵抗であり、 R_r は室温での前記相抵抗であり、 a は温度抵抗係数であり、 ΔT は計測された温度と室温の間の差である、
を用いて実際の相抵抗を計算するステップとを含む方法により、前記相抵抗は、温度変動に対して補償される、請求項 12 に記載の電圧モード制御方法。

【請求項 14】 ステアリングホイールおよびコラムと、

前記ステアリングコラムに回転力を伝えるようにされた、コラムモータコントローラを備える電気モータと、

前記ステアリングホイールのオペレータにパワーステアリングアシストを提供する時に効果的な方法で、前記電気モータを制御するようにされた電力ステアリングコントローラとを備え、

前記電気モータコントローラは請求項1の方法により動作する、電力ステアリングアシストシステム。

【請求項15】 電気モータのトルクリップルを低減する電圧モード制御方法であって、

電流センサ無しに、正弦波により励磁される永久磁石モータを提供するステップと、

各パラメータが既知の最大値を有する第1の組のパラメータから既知の最大許容値を決定するステップと、

第2の組のパラメータを読み取るステップと、

前記第1の組のパラメータと前記第2の組のパラメータを用いて、第1の導出角度を計算するステップと、

前記第1の導出角度と第3の組のパラメータを用いて、相電圧ベクトルの振幅と第2の導出角度を計算するステップと、

電力回路を制御するための組の導出コマンド電圧を出力するステップとを含み、

前記電力回路は電力スイッチに対してより低い電流により、要求トルクレベルを達成する電圧モード制御方法。

【請求項16】 正弦波により励磁される永久磁石モータから速度範囲オペレーションを拡張するための機械読取可能コンピュータプログラムコードにより符号化された記憶媒体であって、

各パラメータが既知の最大値を有する第1の組のパラメータから既知の最大許容値を決定するステップと、

第2の組のパラメータ読み取るステップと、

前記第1の組のパラメータと前記第2の組のパラメータを用いて、第1の導出角度を計算するステップと、

前記第1の導出角度と第3の組のパラメータを用いて、相電圧ベクトルの振幅

と第 2 の導出角度を計算するステップと、

- ・ 電力回路を制御するための導出コマンド電圧を出力するステップとを含み、前記電力回路は電力スイッチに対してより低い電流により要求トルクレベルを達成する方法を、コンピュータに対して実施させるための命令を含む記憶媒体。

【請求項 17】 前記第 1 の組のパラメータは、

最大トルクを有する 1 組のテーブル化された利用可能トルクと、

最大機械速度を有する 1 組のテーブル化された機械速度とを含み、前記組のテーブル化された利用可能トルクと前記組のテーブル化された利用可能機械速度の両方は、1 組の最大許容相 r_{ms} 電流から導出される、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 18】 前記第 2 の組のパラメータは、

必要トルクと、

前記正弦波により励磁される永久磁石モータの回転子から導出された検知速度とを含む、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 19】 さらに、前記必要トルクが前記最大トルクを超えるかを決定するステップと、

前記必要トルクが前記最大トルクを超える時、前記必要トルクを前記最大トルクとして設定するステップの手順を、コンピュータに対して実施させるための命令を含む、請求項 18 に記載の記憶媒体。

【請求項 20】 さらに、必要な相電流を計算するステップの手順を、コンピュータに対して実施させるための命令を含む、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 21】 前記第 2 の組のパラメータを読み取るステップは、

速度値を読み取るステップと、

必要トルク値を読み取るステップとを含む、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 22】 前記第 1 の導出角度は、

【数 7】

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{T_{cmd}}{3N_p K_e J_{ph, rms}} \right]$$

ここで、

α = 第1の導出角度、

N_p は極対数を示し、

K_e は電気機械の逆起電力、 rms 値を示し、

$$E_{ph,rms} = K_e \omega_m$$

ω_m は rad/s 単位の機械の機械速度であり、

$E_{ph,rms}$ は相 rms 逆起電力である、

により計算される、請求項16に記載の記憶媒体。

【請求項23】 さらに、

【数8】

$$V_{ph,rms} = \sqrt{E_{ph,rms}^2 + I_{ph,rms}^2 (R_{ph}^2 + X_{ph}^2) + 2E_{ph,rms} I_{ph,rms} (R_{ph} \cos(\alpha) - X_{ph} \sin(\alpha))}.$$

により与えられる相 rms 電圧を計算する手順を、コンピュータに対して実施させるための命令を含む、請求項16に記載の記憶媒体。

【請求項24】 前記第2の導出角度は、

【数9】

$$\delta = \sin^{-1} \left[\frac{I_{ph,rms} R_{ph} \sin(\alpha) + I_{ph,rms} X_{ph} \cos(\alpha)}{V_{ph,rms}} \right]$$

ここで、 α = 第1の導出角度、

により計算される、請求項16に記載の記憶媒体。

【請求項25】 前記組の導出される命令電圧は、

【数10】

$$V_a = V_{ph,p} \sin(\delta + \theta_e)$$

$$V_b = V_{ph,p} \sin(120 + \delta + \theta_e)$$

$$V_c = V_{ph,p} \sin(\delta - 120 + \theta_e)$$

ここで、

$$\theta_e = \theta_m N_p$$

θ_e は回転子の位置（電氣的）を示し、

θ_m は回転子の位置（機械的）を示し、

【数11】

$$V_{ph,p} = \sqrt{2}V_{ph,rms}.$$

で示される V_a 、 V_b 、 V_c を有する V_a 、 V_b 、 V_c を含む、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 26】 前記電力回路はインバータを備える、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 27】 前記第 3 の組のパラメータは、 r_{ms} 相電流、 r_{ms} 電圧、相インピーダンスおよび相抵抗を含む、請求項 16 に記載の記憶媒体。

【請求項 28】 相巻き線の温度を計測するステップと、次式

【数 12】

$$R = R_r (1 + a \Delta T)$$

ここで、

R は実際の相抵抗であり、 R_r は室温での前記相抵抗であり、 a は温度抵抗係数であり、 ΔT は計測された温度と室温の間の差である、
を用いて実際の相抵抗を計算するステップとを含む方法により、前記相抵抗は温度変動に対して補償される、請求項 27 に記載の記憶媒体。

【請求項 29】 ステアリングホイールおよびコラムと、

前記ステアリングコラムに回転力を伝えるように設けられ、記憶媒体を有するコラムモータコントローラを備える電気モータと、

前記ステアリングホイールのオペレータにパワーステアリングアシストを提供する時に効果的な方法で、前記電気モータを制御するように設けられた電力ステアリングコントローラとを備え、

前記記憶媒体は請求項 16 の方法により前記電気モータを動作する、電力ステアリングアシストシステム。

【請求項 30】 電流センサ無しで、正弦波により励磁される永久磁石モータを提供するステップと、

前記電気モータを制御するためのコントローラを提供するステップとを含み、前記コントローラは機械読取可能なコンピュータプログラムコードにより符号化された記憶媒体を有し、

前記コードは、

∴ 各パラメータが既知の最大値を有する第 1 の組のパラメータから既知の最大許容値を決定するステップと、

第 2 の組のパラメータを読み取るステップと、

前記第 1 の組のパラメータと前記第 2 の組のパラメータを用いて、第 1 の導出角度を計算するステップと、

前記第 1 の導出角度と第 3 の組のパラメータを用いて、相電圧ベクトルの振幅と第 2 の導出角度を計算するステップと、

電力回路を制御するための 1 組の導出コマンド電圧を出力するステップを含み、前記電力回路は電力スイッチに対してより低い電流により、要求トルクレベルを達成できる手順をコンピュータに実現させる命令を含む、電気モータのトルクリップルを低減する方法。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

関連出願の相互参照

本出願は、1999年9月17日に出願された米国仮特許出願第60/154613号、1999年9月17日に出願された米国仮特許出願第60/154681号および2000年2月17日に出願された米国仮特許出願第60/183301号の利益に基づくか、または、それを請求し、これら3つの開示が参照により本明細書に組み込まれる。

【0002】

技術分野

本発明は、電気機械に関し、より詳細には、電圧モード動作を用いた電気機械の速度範囲動作の拡張に関する。

【0003】

発明の背景

正弦波磁界を持つ多相永久磁石（PM）ブラシレスモータは、台形磁界を持つブラシレスモータと比較して、低いトルクリップル、雑音および振動を提供する能力を提供することが、電気モータに関連する当技術分野において既知である。理論的に、モータコントローラが正弦波逆起電力と同じ周波数を持つ多相正弦波電流を生成できる時、モータのトルク出力は一定になり、ゼロトルクリップルが達成されることができる。しかし、モータの設計とコントローラ実装の実際上の制限のために、純粋な正弦波逆起電力と電流の波形の間の仮定からの偏差が常に存在する。この偏差は、常に、種々の周波数と大きさの寄生トルクリップル成分を生ずるであろう。トルクを制御する方法は、この寄生トルクリップルのレベルに影響を与える可能性がある。

【0004】

正弦波逆起電力を持つ永久磁石のトルク制御に対する一方法は、モータ相電流を、その電流ベクトルが逆起電力と直線に並ぶように、制御することにより行われる。この制御方法は、電流モード制御方法として知られる。この方法において、モータトルクは、電流の大きさに比例する。しかし、電流モード制御方法は、

いくつかの欠点を持っている。電流モード制御方法は、デジタル実装のために複雑なコントローラを必要とする。コントローラは、電流センサからの電流フィードバックをデジタル化するための2つ以上のA/Dチャンネルを必要とする。3相システムにおいて、3相変数を、回転子に取り付けられた2次元d-q同期フレームに変換し、コントローラをd-qフレームで設計するのが便利である。しかし、d-q変換、逆d-q変換およびP-Iループアルゴリズムを実行するのにかなりの計算と信号処理が必要となるため、サンプリングサイクル毎にコントローラ情報を更新するために、デジタル信号プロセッサ(DSP)のような高速プロセッサが、使用されなければならない。

【0005】

電圧モード動作を用いた電気機械に対する一応用は、伝統的な油圧パワーステアリング(HPS)と比較した時の燃料の節約と制御し易さの利点のために、10年以上にわたって自動車製造業者および供給者により開発の主題となってきた、電気パワーステアリング(EPS)である。しかし、EPSシステムの商品化はなかなか進まず、価格および性能の問題のために、現在は、小さい、ミゼットクラスの車に限定される。最も難しい技術的問題の中に、ステアリング要求を満たすのに必要とされる、高性能電気駆動装置の型に関連する、ステアリングホイールでの振動感覚および可聴雑音がある。

【0006】

EPSに対するモータ型の選択は、駆動装置の特性および電力スイッチングデバイス、制御および、その結果、価格に関する要求条件を決定するため、重要な選択である。有力な競合手段は、永久磁石(PM)ブラシレスモータ、永久磁石(PM)整流子型および切換えリラクランス(SR)モータであり、3つのオプションのそれぞれは、それ自体の固有の利点および制限を有する。PMブラシレスモータは、整流子型モータに関する長年の経験に基づいて選択された。整流子型モータの大きなモータサイズと回転子の慣性は、少ないステアリングアシストを要求する、非常に小さな車に対する適用を制限する。さらに、回転子のロックを生ずるかもしれないブラシ破損の可能性は、ブラシ故障時に駆動シャフトからモータを外すためのクラッチの使用を必要とする。SR駆動装置は、魅力的で、

丈夫で、低価格のオプションを提供するが、その効果を減ずるために特別な手段がとられなければ、固有の過度のトルク振動および可聴雑音をこうむる。コラムアシスト適用に対して、モータは客室に配置され、そのため、現在のSRモータ技術が満たすことができないかもしれない、厳しいパッケージングおよび可聴雑音の要求を満たさなければならない。したがって、整流子モータと比べて、低貫性、高効率およびトルク密度の優れた特性を持つPMブラシレスモータは、現在の要求を満たすだけでなく、中型および大型の車両の将来の高性能EPSシステムの可能性を有するよう見える。

【0007】

従来のPMブラシレスモータを用いたEPSシステムのトルクリップルおよび雑音が比較的低いレベルであるにも関わらず、何十年にもわたる性能改善の努力の歴史を持つHPSの滑らかさおよび静かさには匹敵しない。顧客は、こうした特徴に妥協することを嫌う。そのため、新たなトルクリップルの無い(TRF)システムが必要とされ、それは、名前が示すように、(理想的な状態で)トルクリップルの源を根絶し、雑音レベルをかなり下げるであろう。短期の目的は、より広い用途に対するEPSシステムの受け入れ可能性を増すという長期の目的を持ってEPSシステムの性能を向上させることである。

【0008】

いくつかの性能および価格問題が、使用される技術に関わらずに、広い用途に基づくEPSの商品化に立ちふさがった。すなわち、

1. ステアリング感覚：EPSのより広範囲の使用に対する鍵は、手ごろな価格での油圧式ステアリングシステムの滑らかさの感覚を再生する能力である。モータにより生成される振動トルクは、非常に低いレベルに減ぜられなければ、ステアリングホイールで感ぜられるであろう。

【0009】

2. 可聴雑音：EPS可聴雑音は主にモータおよびギアボックスから発する。ギア雑音は通常機械的で、製造公差により生ずる遊びに帰することができる。モータ雑音は、主に、ブラシレスモータにおけるトルク振動および放射状磁気力により、また、整流子モータの整流子／ブラシ組み立て品により励磁される構造的

振動の結果である。

【0010】

新たな方式の要素をよりよく認識するために、PMブラシレスモータに焦点を当てて、トルクリップルおよび雑音の生成機構についてのより詳細な議論が以下の節で提示される。

【0011】

トルクリップルの原因および対策方法

通常のPMブラシレスモータにおけるトルクリップルに対して2つの源が存在する。すなわち、(1) コギングまたは移動止めトルク、および(2) 整流トルクである。

【0012】

コギングトルクは、永久磁石と電機子のスロット構造間の磁気相互作用に帰することができる。コギングトルクは、全ての速度および無負荷を含む全ての負荷でブラシレスおよびブラシ型機械の両方に存在する。磁石の前縁が近づく時に、それぞれの個々の固定子の歯に働く磁力は、正のトルクを生じ、歯と後縁の間の力は負のトルクを生ずる。コギングトルクの瞬時値は、回転子の位置により変わり、モータ速度とスロットの数に比例する周波数で交番する。コギングトルクの振幅は、スロット開口／スロットピッチの比、磁石の強度および空隙長さのようないくつかの設計パラメータにより影響を受けるが、そのプロファイルは、極の弧／極のピッチの比を変えることにより変えられるであろう。これらパラメータを注意深く選択することにより、コギングトルクが減ぜられるが、この方法は実用面および性能面の制約により制限される。

【0013】

もっと普通で、効果的な方法は、固定子の歯か回転子磁石のいずれかを長手方向に曲げることであり、その方法により、磁石が固定子の歯の下を動く時に、ゆっくりした遷移を提供する。理論的に、1つのスロット・ピッチの曲げ量がコギングをなくすべきである。しかし、磁気漏れ端効果、公差による曲げ変動および偏心のような実際上の要素のために、いくらかの望ましくないコギングが残る。

【0014】

通常、電流ベクトルと逆起電力ベクトルの間の角度「 α 」を制御することにより、また、ある程度、磁界を弱めることにより、オペレーションの速度範囲を拡張するために、機械において、進み位相による電流制御が使用される。角度 α は、結果として得られる電気機械力に影響を与えるため、「電力角」として知られる。上述の進み位相の場合、位相電流（電流モード制御）が必要とされ、電流センサが使用されなければならない。進み位相、または、電力角制御（または電流モード制御）の恩恵は、より低い相電流のため、インバータ電力定格（そして、それゆえその価格）を減ずることである。相電流計測と同様にトルクおよび速度指令に基づいて機械の電流を制御する上述の方法は、動作の「電流モード」として知られる。主に、より低価格のために、機械が相電流センサ無しで制御される場合、オペレーションの「電圧モード」において、進み位相はオプションではなかった。そのため、電流センサを使用せずに、機械の電流を制御する同じ結果を得るための方法を見出すことが望ましい。

【0015】

発明の概要

正弦波により励磁される永久磁石モータから速度範囲オペレーションを拡張するための電圧モードを制御する方法および装置が開示される。この方法および装置は、インバータスイッチングデバイスの定格を減ずると同様に相電流センサをなくすために、低価格で所望の性能を達成する利点を有する。この方法は、それぞれが既知の最大値を有する、第1の組のパラメータから最大値の決定を含む。同様に、第2の組のパラメータを読むステップも含まれる。第1の組のパラメータと第2の組のパラメータを用いた第1の導出角の計算が、次に行われる。第1の導出角を用いた、第2の導出角度の計算が続く。電力回路を制御するための、1組の導出された指令電圧を含む結果出力は、電力スイッチに対してより低い電流による、より低い要求されたトルクレベルを達成できる。

【0016】

好ましい実施形態の説明

図2と3を参照すると、数字10は、通常、正弦波により励磁される永久磁石モータ12のトルクを制御するためのシステムを示す。システムは、固定子位置

符号器14、速度計測回路16、コントローラ18、電力回路20および電源22を含む。

【0017】

図1を参照すると、本発明の電圧モード制御方法が基づく位相図が示されている。モータのトルクは任意の相電流センサ無しで制御される。温度による電流センサ出力のドリフトにより生ずる寄生トルクリップルの除去に加えて、電流センサの使用をなくすことにより、コントローラの価格が減ぜられる。トルクを生成する電流を制御する代わりに、コントローラは、モータの式に基づいて所望のトルクを生成するのに要する電圧を決定する。

【0018】

定常状態の動作条件下にて、正弦波により励磁されたPMモータの、電圧位相線 \bar{V} （ \bar{V} はVの頭に $\bar{}$ を付した記号を示す、以下同様）、逆起電力位相線 \bar{E} および電流位相線 \bar{I} は、

【0019】

【数13】

$$\bar{V} = \bar{E} + \bar{I}R + j\bar{I}X_s, \quad (1)$$

【0020】

により支配される。ここで、Rは巻き線抵抗、 X_s は、モータインダクタンス L_s と励磁周波数 ω の積に等しい位相リアクタンスである。ここで、逆起電力位相線 \bar{E} と電流位相線 \bar{I} の間の角度は α で、電圧位相線 \bar{V} と逆起電力位相線 \bar{E} の間の角度は δ である。

【0021】

モータの鉄損、摩擦損および風損を無視すると、PMモータの出力電力は、

【0022】

【数14】

$$P = 3 I E \cos \alpha \quad (2)$$

に等しく、出力トルクは、

【0023】

【数15】

$$T = P / \omega_m \quad (3)$$

である。ここで、 $\omega_m = \omega /$ (極対数) である。位相線図に基くと、

【0024】

【数16】

$$V \cos \delta = E + I R \cos \alpha + I X_s \sin \alpha \quad (4)$$

$$V \sin \delta = -I R \sin \alpha + I X_s \cos \alpha \quad (5)$$

が導かれる。

【0025】

式4と5を解くことにより、

【0026】

【数17】

$$\cos \alpha = \frac{(V \cos \delta - E)R + X_s V \sin \delta}{I(R^2 + X_s^2)} \quad (6)$$

【0027】

が得られる。

式6を式2に代入することにより、

【0028】

【数18】

$$P = 3E \frac{(V \cos \delta - E)R + X_s V \sin \delta}{R^2 + X_s^2} \quad (7)$$

【0029】

が得られる。

式7と式3から、モータトルクは、

【0030】

【数19】

$$T = 3K_e \frac{(V \cos \delta - K_e \omega_m)R + X_s V \sin \delta}{R^2 + X_s^2} \quad (8)$$

【0031】

で表現される。ここで、 $K_e = E / \omega_m$ はEMF定数である。式8から、モータトルクは、モータ入力電圧 V 、モータパラメータおよび動作速度に依存する。したがって、モータパラメータと速度が与えられると、電圧の大きさ V と逆起電力 E に関する位相角 δ を制御することにより、モータトルクを所望の値に制御することが可能である。したがって、任意のトルクコマンド T_{cmd} に対して要する電圧は、 T_{cmd} を式8に代入して、 V に対して解くことにより計算されることができる。

【0032】

【数20】

$$V = \frac{1}{R \cos \delta + X_s \sin \delta} \left(\frac{R^2 + X_s^2}{3K_e} T_{cmd} + ER \right) \quad (9)$$

【0033】

式9は、逆起電力と端子電圧の間の固定角度 δ に対して、速度を変えながら命令されたトルクに等しいトルクを維持するためには、モータ入力電圧の振幅が変わらなければならないことを示す。したがって、コントローラが所望のモータトルクを生成するための信号を発生するために、モータパラメータ、回転子の速度および位置角度の情報が必要とされる。しかし、電流フィードバックは必要とされない。

【0034】

電圧モード制御において、角度 δ は適切に選択されなければならない。図1を参照することにより、電流と逆起電力の間の位相角 α は、角度 δ に依存することがわかる。異なる位相角 α に対して、モータ電機子電流は、磁石磁界に対向または整列するいずれかの磁束を誘導することができる。したがって、永久磁石磁界上に最小の飽和または消磁を生ずる δ の選択が好ましい。

【0035】

図3を参照すると、コントローラ18が所望のトルクを生成するのに必要とされる正確な電圧を発生するために、回転子の位置と速度が必要とされる。回転子の位置符号器14は回転子の角度位置を検出するためにモータに接続される。符号器14は、光学検出または磁界変動に基づいて回転位置を検出してもよい。符号器14は、回転子の角度位置を示す位置信号24を出力する。

【0036】

位置信号24から、速度計測回路16は、回転子の速度を決定し、速度信号26を出力する。回路16は、所定の期間の間、位置信号パルスのカウントするカウンタを含んでもよい。カウント値は、モータの速度に比例する。たとえば、カウンタが、5msの時間間隔で位置信号パルスのカウントし、符号器が2.5度の分解能を有する時、速度計測は、約41.7rpmの分解能を有するであろう。速度信号は、また、式 $\omega_m = \Delta \theta_m / \Delta t$ から位置信号の導関数として得られる。ここで、 Δt はサンプリング時間、 $\Delta \theta_m$ はサンプリング間隔中の位置の変化である。

【0037】

位置と速度信号24、26およびトルクコマンド信号28は、コントローラ18に印加される。トルクコマンド信号28は、所望のモータトルクを示す。コントローラ18は、制御式12において、位置、速度およびトルクコマンド信号24、26、28および他の固定されたモータパラメータ値を用いることにより、所望のトルクを発生するのに必要とされる電圧振幅30を決定する。3相モータに対して、要求されるモータ入力電圧を生成するために、モータ逆起電力と同期する3つの正弦波基準信号が必要とされる。コントローラは、以下の式に従って、電圧振幅信号30と位置信号24から位相電圧コマンド信号 V_a 、 V_b 、 V_c を決定することにより、電圧振幅信号30を3相信号に変換する。

【0038】

【数21】

$$V_a = V_{amp} \sin(\theta) \quad (10)$$

$$V_b = V_{amp} \sin(\theta - 120^\circ) \quad (11)$$

$$V_c = V_{amp} \sin(\theta - 240^\circ) \quad (12)$$

.. コントローラ18のモータ電圧コマンド信号32は、モータ電圧コマンド信号32に応じてモータの固定子巻き線に相電圧34を印加するために、電源22と結合された電力インバータ23に印加される。しかし、平均的な正弦波形状を持つ相電圧34を生成するために、インバータ23の（図示されない）スイッチングデバイスは、特定の回転子の角度位置で、特定の期間、ターンオンおよびターンオフされなければならない。インバータ23の制御は、任意の適切なパルス幅変調（PWM）機構に従って実行されることができる。

【0039】

この電圧モード制御方法を使用することにより、低周波数トルクリップルが減ぜられる。図4は、本発明の電圧制御方法のトルクリップル性能を計測するために行われたテスト結果を示す。テストは、ロックされたPMモータの回転子に関して行われ、回転子の角度はゆっくり変化した。したがって、テストは、ゼロ速度で行われたと考えられる。図4は、電圧モードにそれでもいくらかのトルクリップルがあることを示す。しかし、トルクリップルの特徴は、図5に示される電流モードの特徴とは異なる。電流モードと違って、トルクリップルの周波数は、基本周波数の6倍であるモータ整流周波数である。また、図4には、基本または2次高調波成分は見られない。トルクリップル周波数が電流モードより6倍高いという事実により、より高い周波数成分がシステム慣性により容易にろ過されるため、電圧モード制御方法がより滑らかなトルクを提供することを可能にする。

【0040】

電圧モード制御方法は、電流モードと同じ精密なトルク制御を提供することを期待されない。これは、電圧モード制御が、閉ループ調節の代わりに、フィードフォワード制御であり、モータパラメータの変化が直接に出力レベルに影響を与えることができるためである。したがって、電圧モード制御は、精密なトルクレベル制御が重要でないような応用に適用されるべきである。

【0041】

1つのこうした応用は、電気パワーステアリングシステムにある。図6を参照すると、参照番号40は、通常、本発明の実施に適したモータ車両パワーステア

リングシステムを指す。ステアリング機構42は、ラックアンドピニオン型システムで、ギアハウジング44の下に配置された（示されていない）鋸歯状ラックと（示されていない）ピニオンギアを含む。ステアリングホイール46が回転すると、自在継ぎ手52を通して下部ステアリングシャフト50に接続された、上部ステアリングシャフト48がピニオンギアを回す。ピニオンギアの回転により、鋸歯状ラックを動かし、鋸歯状ラックが（1つのみが示してある）結合棒54を動かし、結合棒が（1つのみが示してある）ステアリングナックル56を動かし、ステアリングナックルが（1つのみが示してある）ホイール58を回転させる。

【0042】

電気パワーステアリングアシストは、通常、参照番号60で示されるユニットを通して提供され、コントローラ62および電気モータ64を含む。コントローラ62は、ライン68を通して車両電源66により電源供給される。コントローラ62は、ライン70上の車両速度を表す信号を受信する。ステアリングピニオンギア角度は、光学符号器型センサ、可変抵抗型センサまたは任意の他の適当な型の位置センサであってもよい、位置センサ72を通して計測され、ライン74を通してコントローラ62に送られる。

【0043】

ステアリングホイール46が回転すると、トルクセンサ72は、車両の運転者によりステアリングホイール46に印加されたトルクを検出する。トルクセンサ72は、（図示されていない）ねじり棒およびライン76を通してコントローラ62に対して、ねじり棒上のねじれ量に関連した可変抵抗信号を出力する、（図示されていない）可変抵抗型センサを含んでもよい。これは好ましいトルクセンサであるが、既知の信号処理技術とともに使用される任意の他の適当なトルク検知デバイスで十分であろう。

【0044】

ライン70、74および76上の入力に応答して、コントローラ62は、ライン78を通して、電流コマンドまたは電圧コマンドを電気モータ64へ送る。次に、モータ64は、車両の運転者により加えられた駆動力に加えて、車両ステア

リングにトルクアシストを提供するように、ウォーム 80 およびウォームギア 82 を通してステアリングシステムにトルクアシストを供給する。

【0045】

1つの好ましい型の正弦波トルクリップル無し (TRF) モータは、過去のひとつのモータにおいて共に結合されなかったいくつかの新しい要素および材料を含んでもよい。図 7 は、通常、数字 84 により指示される、正弦波 TRF モータの断面を説明する。正弦波 TRF モータ 84 は、(a) 空隙 (スロット無し) 巻き線 88、(b) ハウジングとしても働く複合鉄ヨーク 90、(c) 正弦波により磁化された高エネルギー磁石 94 を持つ回転子 92、(d) 鋳造された複合プラスチックシャフト 96、(e) 磁気抵抗 (MR) 検知要素を持つ (図示されない) 高分解能位置センサおよび (f) (図示されない) スチールホイールを持つ新たな固定子を含む。こうしたモータは、通常に譲渡された米国特許第

号の通し番号、2000 年 9 月 6 日に出願された、TORQUE RIPPLE FREE ELECTRIC POWER STEERING と題する代理人の事件番号 (Docket) 第 H-200000 号に詳細が説明されており、その開示が参照により本明細書に組み込まれている。

【0046】

正弦波形状を持つモータ電流を生成するために、インバータスイッチングデバイス (たとえば、MOSFETs) は、特定の角度位置でターンオンおよびターンオフされなければならない。したがって、回転子の位置が常に知られなければならない。符号器が必要とされる。この要求条件は、正弦波駆動装置の価格を増す要素の 1 つであるため、伝統的に、高性能な応用に対する適用を制限する。EPS は、高性能駆動装置であるが、厳しい価格の制限を満たさなければならない。したがって、高分解能と低価格を組み合わせるような新しい型の符号器が望まれている。

【0047】

回転位置を検知するための 2 つの最も普及している方法は、光学的検出および磁界変動に基づく。光学的符号器は、温度に制限され、汚れに敏感である。一方で、半導体ベースの磁気センサ (磁気抵抗または MR) は、より高温で動作す

ることができ、自動車の応用に使用され始めている。

【0048】

上述したように、角度 δ は、適切に選択されるべきである。永久磁石の磁界に最小の飽和または消磁を生ずる δ の選択が好ましい。さらに、大きな角速度では、電力角 α の効果はもはや無視される。低い角速度では、 α は、ゼロ速度からベース速度までゼロであり、したがって、それを計算する必要はない。ベース速度を超える速度に対しては、 α は、速度の関数としてのみ近似されることができる。 α がベース速度範囲を超えている時、 α は磁界を弱める範囲にあることに注目されたい。本発明は電圧制御に関連しているため、必然的に、電力角度 α を検知するためのセンサは存在しないことになることが認識できる。さらに、 α に関連する δ の選択が決定される必要がある。

【0049】

機械が、より低価格のために、相電流センサ無しで制御される、動作の「電圧モード」において、相電流は直接には制御されないまたは計測されないために、進み位相はオプションではなかった。本明細書にて説明されている本方法および装置は、位相電流センサを使用しないことを除いて、電流モード制御と同じ結果を達成する。代わりに、最適電流での位相線図を計算し、ただ電圧ベクトルを直接に制御するために、コントローラ（マイクロプロセッサ）が使用される。

【0050】

好ましい実施形態は、異なる速度およびDC供給電流での異なるトルク値に対して事前に計算された2次元テーブルを使用する。最適な電流進み位相角度が、トルクコマンドに基づいて検索され、それが、次に、電圧コマンドおよびその適切な角度を計算するために使用される。正弦波関数のルックアップテーブルは、次に、コマンド電圧およびその方向角度を出力するために使用される。

【0051】

図8を参照すると、ルックアップテーブルを作成するために使用される値およびパラメータの計算の方法を説明するグラフが示される。角速度とトルクの間の機能的な関係が説明されている。上のラインは、相電流が I_1 に等しい時の角速度とトルクの間の機能的な関係を説明している。下のラインは、位相電流が I_2

に等しく、 $I_1 > I_2$ 時の角速度とトルクの間の機能的な関係を説明している。

【0052】

鉄損および機械損を無視すると、電力式は、以下で説明される。

【0053】

【数22】

$$T \omega_m = 3 E I \cos(\alpha) \quad (13)$$

ここで、

T は、出力トルク、

E は、相 rms (平方自乗平均) 逆起電力、

I は、相 rms (平方自乗平均) 電流および

α は、 I と E の間の電力角度

である。

【0054】

式19から、

【0055】

【数23】

$$I \cos \alpha = T \omega_m / 3 E \quad (14)$$

が得られ、さらに、

【0056】

【数24】

$$E = K_E \omega_e \quad \text{および、} \quad (15)$$

$$\omega_e = N_P \omega_m \quad (16)$$

【0057】

【数25】

$$I \cos \alpha = T / 3 N_P K_E \quad (17)$$

が得られる。ここで、 N_P は電気機械の極対数である。

【0058】

さらに、 T を命令されたトルク、 T_{cmd} に設定すると、任意の速度およびトルクに対して、

【0059】

【数26】

$$I \cos \alpha = \text{一定} \quad (18)$$

である。

【0060】

ゼロ速度から始めて、 I_1 および I_2 は、最初、水平の直線セグメントに留まることに注目されたい。換言すればトルクは、水平の直線セグメントに対して角速度に関して一定である。逆起電力が電源に等しくなる水平の直線セグメントの終わりに、トルクは、角速度が増加すると減少し始める。上述の水平の直線セグメントの1組の終端点をたどるラインを引くことができる。ラインは、1組のベース速度軌跡として定義される。

【0061】

さらに、図11の調査と上述の解析により、 $\cos(\alpha)$ を最大化することにより、ある速度およびトルクに対する最適な（この場合、最小の）電流が保証されることがわかるであろう。たとえば、 ω_1 と T_1 で最小電流は I_1 で、最小電力角度は α_1 であり、 ω_2 と T_2 で最小電流は I_2 が、電力角度 α_2 で達成される。速度を独立変数として、それぞれの角度 (α) でのトルクを従属変数として、これらの事前に計算された値が2次元テーブルとして記憶することによって。そのテーブルにおいて、角度 α は、ステップごとの最小値と最大値の間で変化する。一定の速度で、要求されたトルクを満足する、最も小さいかまたは最も近い α が検索されることができる。上述の解析は、図11のベース速度軌跡の右のトルク速度特性に当てはまることに注目されたい。

【0062】

図9を参照して、電圧ベクトルからコマンド相電圧を計算するために使用される位相線図が示される。 I はアンペア(A)単位の相電流、 R はオーム(Ω)単位の相抵抗、 X はオーム(Ω)単位の相インピーダンス、 E はボルト(V)単位の逆起電力および V はボルト(V)単位の相電圧である。電力角度 α は、位相線 E と位相線 I の間の角度として定義され、 δ は、位相線 V と位相線 E の間の角度として定義される。電圧ベクトルからコマンド相電圧を計算するために使用され

る関連式は、以下で説明される。

【0063】

以下は、設定された位相電圧である。

【0064】

【数27】

$$V_b = V_{ph,p} \sin(120 + \delta + \theta_e) \quad (19)$$

$$V_a = V_{ph,p} \sin(\delta + \theta_e) \quad (20)$$

$$V_c = V_{ph,p} \sin(\delta - 120 + \theta_e) \quad (21)$$

ここで、

$$\theta_e = \theta_m N_p$$

θ_e は回転子位置（電氣的）を示し、

θ_m は回転子位置（機械的）を示し、

【0065】

【数28】

$$V_{ph,p} = \sqrt{2} V_{ph,rms}$$

【0066】

かつ、下付き文字 a、b、c は相 A、B、C を指す。

たとえば、テーブルから α を検索して α が決定されると、V の大きさが以下のようにして決定される。

【0067】

【数29】

$$V_{ph,rms} = \sqrt{E_{ph,rms}^2 + I_{ph,rms}^2 (R_{ph}^2 + X_{ph}^2) + 2E_{ph,rms} I_{ph,rms} (R_{ph} \cos(\alpha) - X_{ph} \sin(\alpha))} \quad (22)$$

【0068】

$V_{ph,rms}$ がわかると、 δ は以下のようにして計算されることができる。

【0069】

【数30】

$$\delta = \sin^{-1} \left[\frac{I_{ph,rms} R_{ph} \sin(\alpha) + I_{ph,rms} X_{ph} \cos(\alpha)}{V_{ph,rms}} \right] \quad (23)$$

【0070】

したがって、 α の値を検索した後、 V の大きさ(22)とその角度 δ (式23を参照されたい)を計算するために、式(22)と(23)が使用され、それらが、次に、それぞれの相に対する電圧コマンドを計算するために、式(19～21)において使用されることが理解される。

【0071】

電圧モードにおける進み位相は、巻き線と磁石の温度と同様に電源(バッテリー)電圧に敏感であることに注目されたい。

電源電圧に対する感度に関して、測定できる電源電圧を増加／減少することにより、ベース速度軌跡が右／左に移動させられる。したがって、所望の値を超えないように、利用できるモータ相電圧の評価が行われることができるため、要求されたモータ端子電圧が指示された時に、モータの動作が妨げられないであろう。モータ設計段階において、特定の速度で要求されたトルク値を発生するために必要とされる、最小と最大の電圧が計算され、望ましくない問題を避けるために、最小と最大の電源電圧に対してチェックされることができる。

【0072】

温度に対する感度に関し、温度は、磁石の感度を理由とする磁界と巻き線抵抗の両方に影響を与えることが知られている。モータ電圧とその角度を計算するために、上述の式において、両者が使用される。巻き線抵抗感度に対しては、式

【0073】

【数31】

$$R = R_r (1 + a \Delta T) \quad (24)$$

を使用することなどにより使用される抵抗値を修正するために、評価された／計測された抵抗を使用するか、または(温度が利用可能である場合には)、温度係数を使用することが最良の方法である。ここで、

R は実際の抵抗であり、

R_r は室温での抵抗であり、

ΔT は関心温度と室温の間の温度差であり、

a は温度抵抗係数である。

【0074】

磁石温度に関しては、温度は、巻き線温度から評価され、機械の逆起電力定数を修正するために使用されることができる。

低減された相電流において、拡張されたオペレーションの速度範囲を達成するために、進み位相を持つ電流制御が電気機械において使用されるという事実に注意が向けられている。拡張されたオペレーションの速度範囲は、ある程度の磁界を弱めることを通してと同様に、電流ベクトルと逆起電力ベクトルの間の角度「 α 」を制御することにより達成される。角度 α は、得られる電気機械力に影響を与えるため、「電力角度」として知られる。この場合の進み位相において、相電流パラメータが知られる必要があり、一般的に言って、電流センサが使用されなければならない。進み位相または電力角制御の恩恵の 1 つは、インバータのような電力回路の電力定格を低減することである。その結果、低い位相電流のために、インバータ価格のような電力回路の価格が低減される。相電流計測と同様に、トルクおよび速度コマンドに基づいて電気機械の電流を制御する、上述の方法は、オペレーションの「電流モード」として知られる。

【0075】

主に、コストを低減するために、相電流センサ無しで機械が制御されるオペレーションの「電圧モード」において、進み位相は、オプションではなかった。相電流は直接には計測または制御されないために、このことは真実である。本明細書で説明された方法は、相電流センサを使用しないことを除いて、電流モード制御と同じ結果を達成した。代わりに、最適電流における位相線図（図 9 を参照されたい）を計算するために、コントローラ（マイクロプロセッサ）ソフトウェアが使用される。電圧ベクトルは、直接に制御されるベクトルである。

【0076】

好ましい実施形態において、事前計算された 2 次元テーブルのセットが、異なる速度および相電流における異なるトルク値を記憶する。最適な電流進み位相角

度は、トルクコマンドおよび検知された速度に基づいて検索され、電圧コマンドおよびその適切な角度を計算するために使用される。正弦波関数のルックアップテーブルは、コマンド電圧振幅およびその方向角度を出力するために使用される。以下の方法が本発明の意図する目的を達成することができることに注目されたい。

【0077】

1. あるモータ／インバータ設計において、モータートルク特性と同様に、最大 rms 相電流（または相電流の平方自乗平均値）「 $max(I_{ph,rms})$ 」が知られているため、1組の最大相 rms 電流「 $max(I_{ph,rms})$ 」に関連して最大の利用可能トルク「 T_{max} 」および機械速度「 ω_m 」に対する2次元ルックアップテーブルを作成する。

【0078】

2. 「 T_{cmd} 」が速度「 ω_m 」において最大の利用可能なトルク「 T_{max} 」を超える時、速度「 ω_m 」およびコマンド（要求された）トルク「 T_{cmd} 」を読み、それをクリップまたは減ずる。

【0079】

3. 命令されたトルク T_{cmd} に基づいて、以下の式から要求された相電流 $I_{ph,rms}$ を計算する。

【0080】

【数32】

$$I_{ph,rms} = \frac{T_{cmd}}{T_{max}} I_{ph,rms|max}$$

【0081】

4. 以下の式を用いて、アークコサインテーブルから検索することにより、電流位相線（ベクトル）と逆起電力（ベクトル）の間の角度として定義されている電力角度 α を計算する。

【0082】

【数33】

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{T_{cmd}}{3N_p K_e I_{ph,rms}} \right]$$

【0083】

ここで、

N_p は極対数を示し、

K_e は電気機械の逆起電力定数、 rms 値を示し、

$$E_{ph,rms} = K_e \omega_m$$

ω_m は rad/s 単位の機械の機械速度であり、

$E_{ph,rms}$ は相 rms 逆起電力である。

【0084】

5. 以下の式(22)により、図9の位相図から導出される、相 rms 電圧 $V_{ph,rms}$ を計算する。

【0085】

【数34】

$$V_{ph,rms} = \sqrt{E_{ph,rms}^2 + I_{ph,rms}^2 (R_{ph}^2 + X_{ph}^2) + 2E_{ph,rms} I_{ph,rms} (R_{ph} \cos(\alpha) - X_{ph} \sin(\alpha))}$$

【0086】

ここで、

$$X_{ph} = N_p \omega_m L_{ph}$$

L_{ph} は相インダクタンス、電気機械パラメータを指す。

【0087】

6. 以下の式(23)による δ により示される、逆起電力ベクトル $E_{ph,rms}$ に関する位相線 $V_{ph,rms}$ の角度を計算する。

【0088】

【数35】

$$\delta = \sin^{-1} \left[\frac{I_{ph,rms} R_{ph} \sin(\alpha) + I_{ph,rms} X_{ph} \cos(\alpha)}{V_{ph,rms}} \right]$$

【0089】

7. それぞれの位相に対して、命令電圧を出力する。

【0090】

【数36】

$$V_a = V_{ph,p} \sin(\delta + \theta_e)$$

$$V_b = V_{ph,p} \sin(120 + \delta + \theta_e)$$

$$V_c = V_{ph,p} \sin(\delta - 120 + \theta_e)$$

ここで、

$$\theta_e = \theta_m N_p$$

θ_e は回転子の位置（電氣的）を示し、

θ_m は回転子の位置（機械的）を示し、

【0091】

【数37】

$$V_{ph,p} = \sqrt{2} V_{ph,rms}$$

【0092】

2次元ルックアップテーブルは上述の計算のいくつかまたは全てを置き換えてもよいことに注目されたい。たとえば、

- ・式（4）において、アークコサインテーブルから電力角度 α を検索する。

【0093】

- ・式（5）において、 V^2 を計算し、次に、平方根 $V_{ph,rms}$ を検索する。
- ・入力と出力を交換した後に、式（6）の角度 δ と同様に式（7）に対して必要とされる角度の \sin を検索するために、1つのサインテーブルが使用されることができる。

【0094】

さらに、メモリ要求と計算の数の両方を減ずるために、本機構において、実施されるであろういくつかの単純化が存在する。たとえば、式（4）において、 α は、ゼロ速度からベース速度までゼロであり、したがって、それを計算する必要がない。そして、磁界低減範囲において、ベース速度を超えると、 α は速度の関数のみとして近似されることができる。そのことにより、逆コサイン独立変数を

計算する必要が除かれる。

【0095】

さらに、機械パラメータを用いた、計算に基づくこのような磁界低減アルゴリズムは、温度による変動を受ける可能性がある。たとえば、巻き線温度は、負荷および時間が増すにつれて増加する。したがって、要求された電圧コマンドを計算するために、増加する相抵抗が使用される。機械のベース速度を変える別の要素は電源電圧である。温度と電源電圧の両方に対するこれらの感度は、通常、磁界低減無しの単純な機構を含む、位相線図計算に基づく全ての電圧モード機構にとって共通である。変化する温度および電源電圧により得られるトルクの変動は、計算されたトルクとわずかの割合だけ異なるであろう、アシストトルクの精度に影響を与えるだけであろう。

【0096】

図10と11を参照すると、相電流を減じながら、ブラシレスPM機械の速度範囲を広げるための、低価格、簡単、しかし効率的な方法のために、本発明を使用することの恩恵を示すために、いくつかのシミュレーション結果が説明される。低価格に対するベースは、インバータ23が相電流センサを必要としない事実から生まれる。本発明は、この発明の方法がほとんど計算を要しない点で簡単である。図10と11は、本発明が同じ要求されたトルク結果を生じながら、同時に、より低い相およびDC電流を用いるという点で、本発明が他の方法に比べてよりよい結果を有することを示す。図10と11において、拡張「S」は、別の方法の1つを示し、「DR」は、本発明の結果を示す。図10と11を調査すると、本発明は、他の方法よりも少ないバッテリー電流とモータ電流を用いて、同じトルクを生ずる。理解されるように、より低いモータ電流を有することが有益であり、このことは、インバータ定格が低いことを意味する。さらに、要求されるバッテリー電力が少ないために、本発明では、ベース速度を超える速度において、機械効率が改善される。

【0097】

本発明は、コンピュータに実装された手順およびこれら手順を実行するための装置の形で実施されることができる。本発明はまた、コンピュータプログラムコ

ードがロードされ、コンピュータにより実行されると、コンピュータが本発明を実行するための装置となる、フロッピー（登録商標）ディスク、CD-ROM、ハードドライブまたは任意の他のコンピュータ読み取り可能な記憶媒体のような有形媒体において実施される、コマンドを含むコンピュータプログラムコードの形で実施されることができる。本発明はまた、コンピュータプログラムコードがロードされ、コンピュータにより実行されると、コンピュータが本発明を実行するための装置となる、たとえば、記憶媒体に記憶され、コンピュータによりロードおよび／または実行され、または光ファイバまたは電磁放射を介して電線ケーブルのような何らかの伝送媒体を伝送されるかいずれにせよ、コンピュータプログラムコードの形で実施されることができる。汎用目的のマイクロプロセッサ上で実施されると、コンピュータプログラムコードセグメントがマイクロプロセッサを特定の論理回路を生成するように構成させる。

【0098】

好ましい実施形態が示され、説明されたが、本発明の精神および範囲を逸脱することなく、種々の変更および代替が行われてもよい。したがって、本発明は、図によってのみ説明されたことが理解されるべきであり、本明細書において開示された説明および実施形態は、請求項に限定されるものとして解釈されるべきでない。

【図面の簡単な説明】

【図1】 一定電圧励磁下での永久磁石モータの位相線図である。

【図2】 正弦波的に励磁される永久磁石モータのトルクを制御するためのシステムのブロック図である。

【図3】 正弦波的に励磁される永久磁石モータのトルクを制御するためのシステムのブロック図である。

【図4】 電圧モード制御方法により、20%トルクコマンドで制御されたモータに対する、回転子の角度に対するトルクのグラフである。

【図5】 電流モード制御方法により、20%トルクコマンドで制御されたモータに対する、回転子の角度に対するトルクのグラフである。

【図6】 電気パワーステアリングシステムの概略図である。

【図7】 TRFモータ断面の実施形態の概略図である。

【図8】 ルックアップテーブルを作成するために使用される値およびパラメータの計算方法を説明するグラフである。

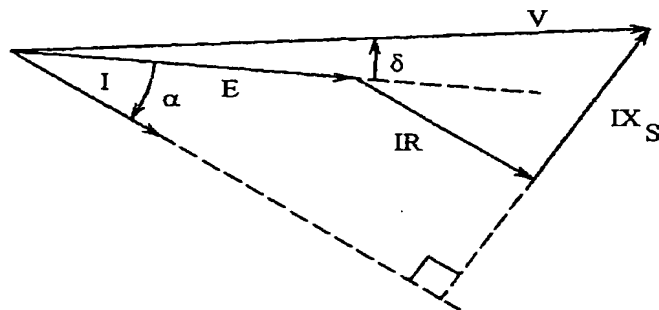
【図9】 電圧ベクトルから命令相電圧を計算するために使用される位相線図である。

【図10】 シミュレーション結果である。

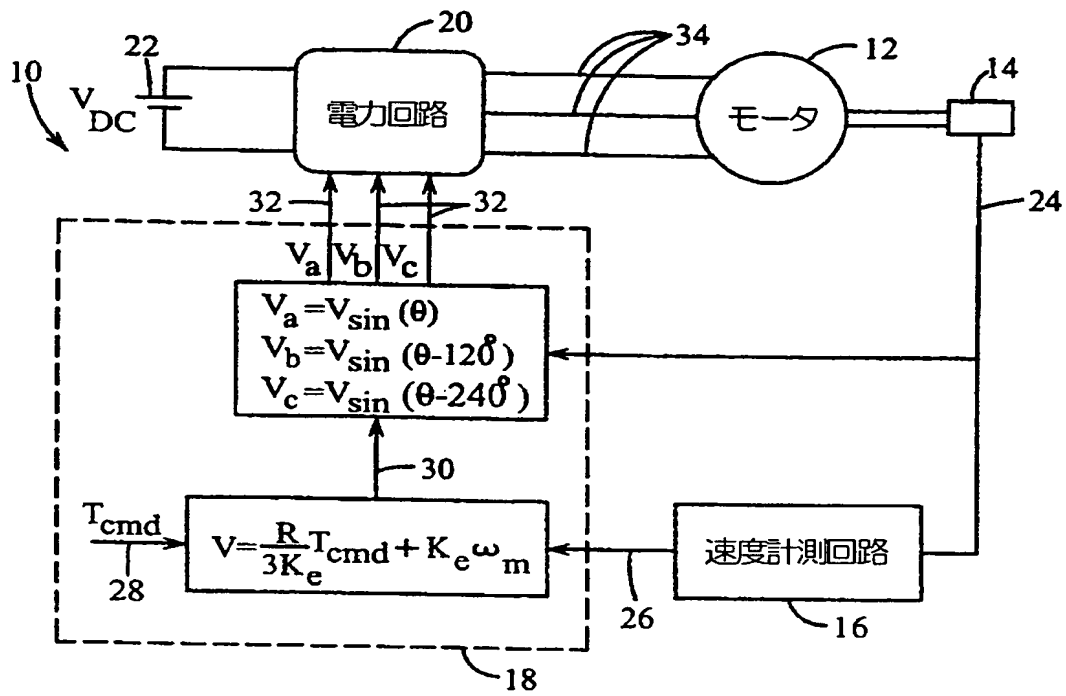
【図11】 シミュレーション結果である。

【図1】

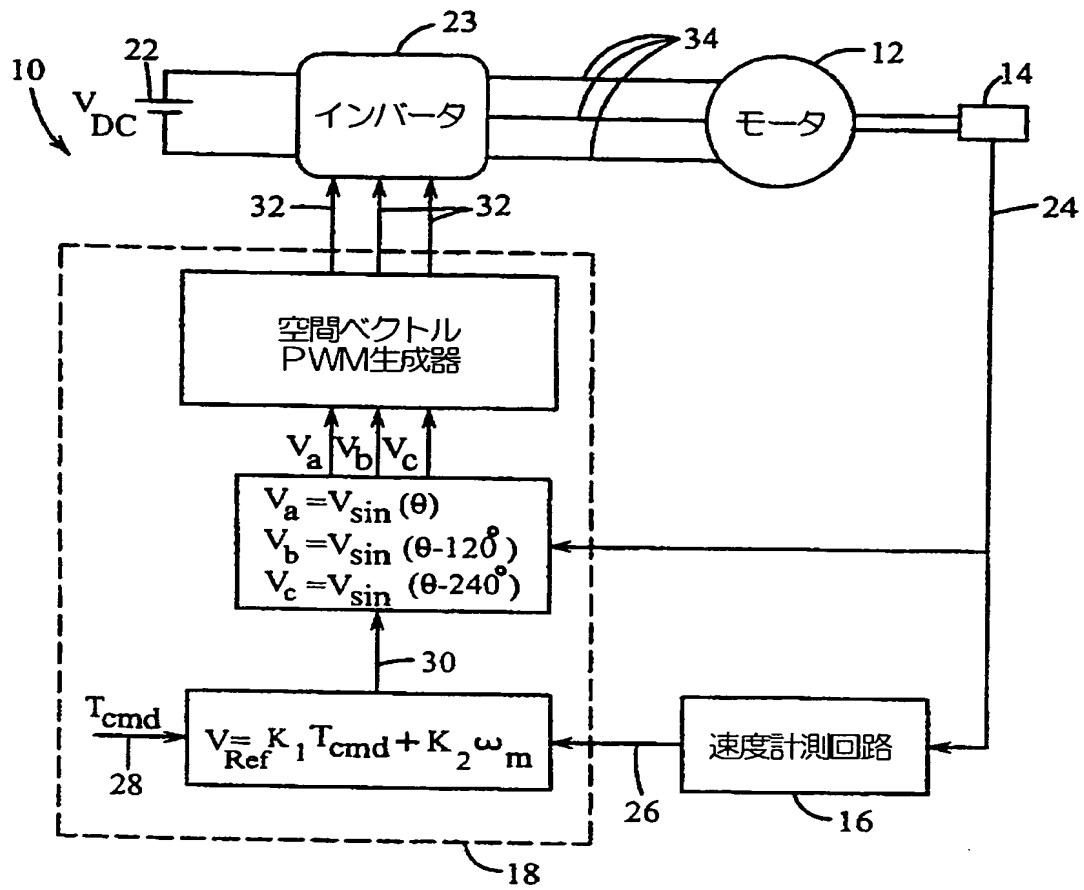
FIG. 1



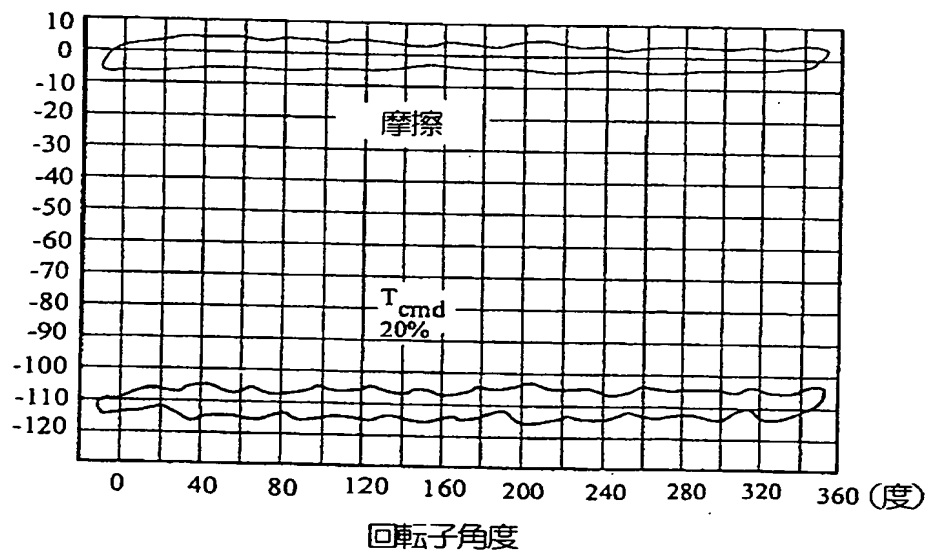
【図 2】



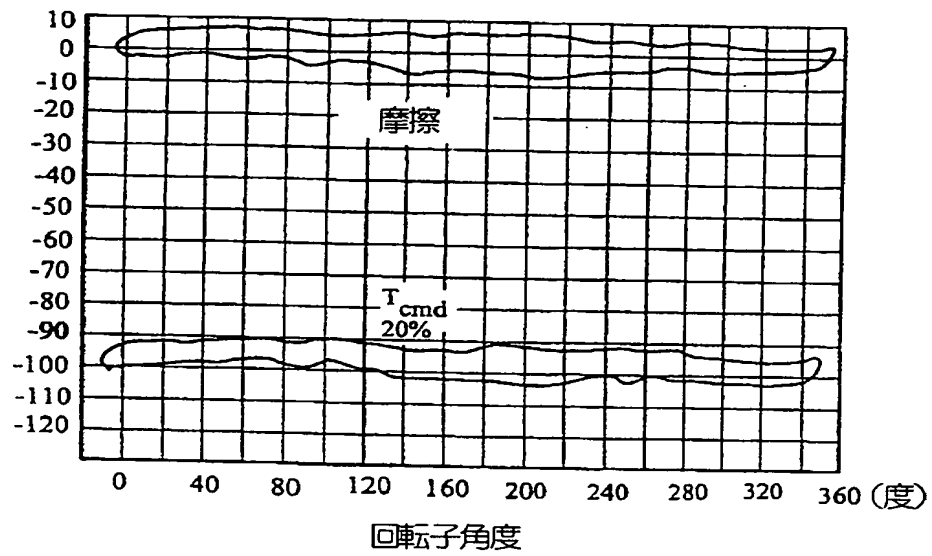
【図3】



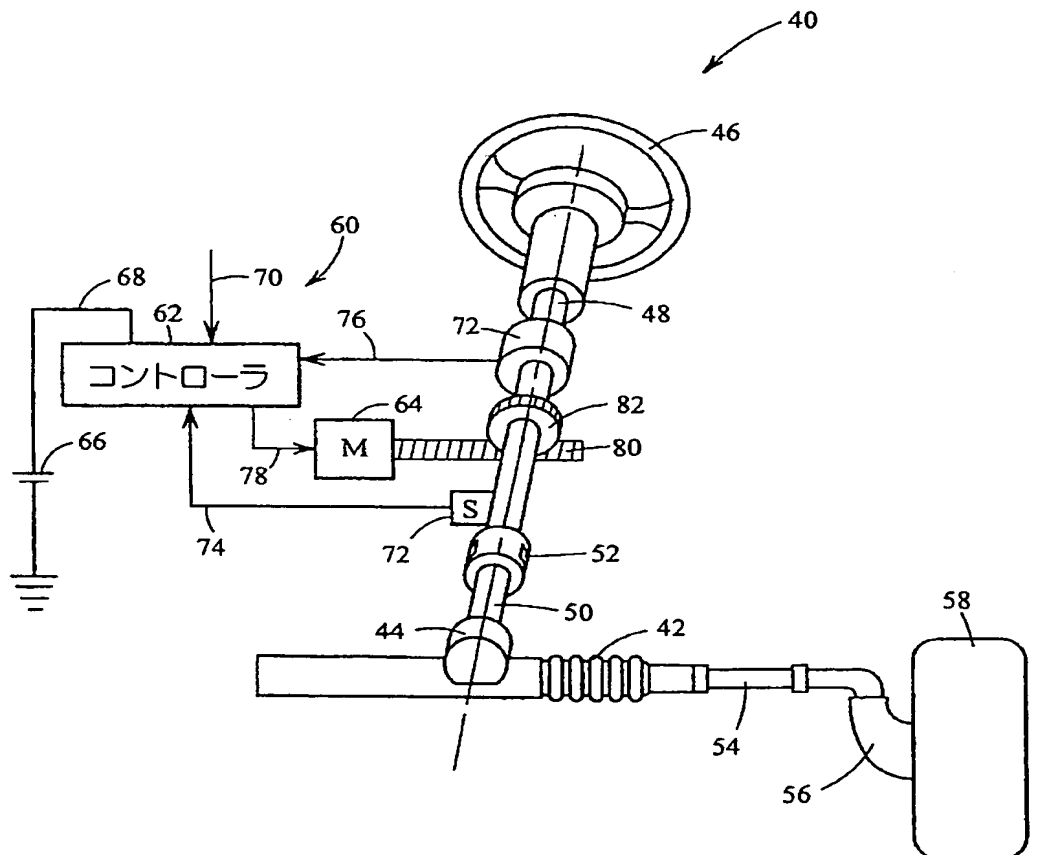
【図4】



【図5】

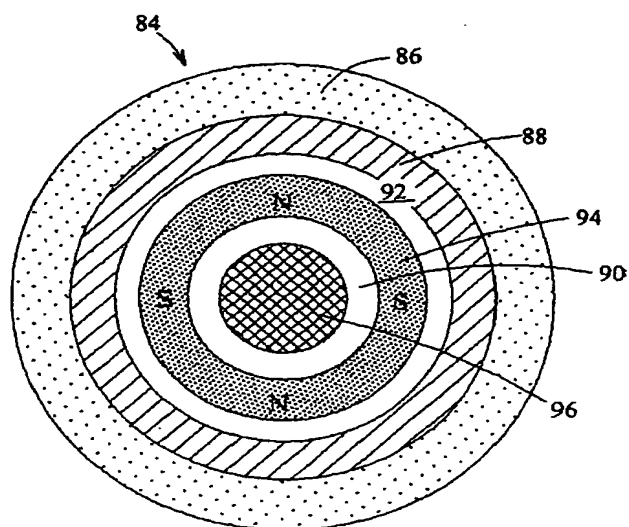


【図6】

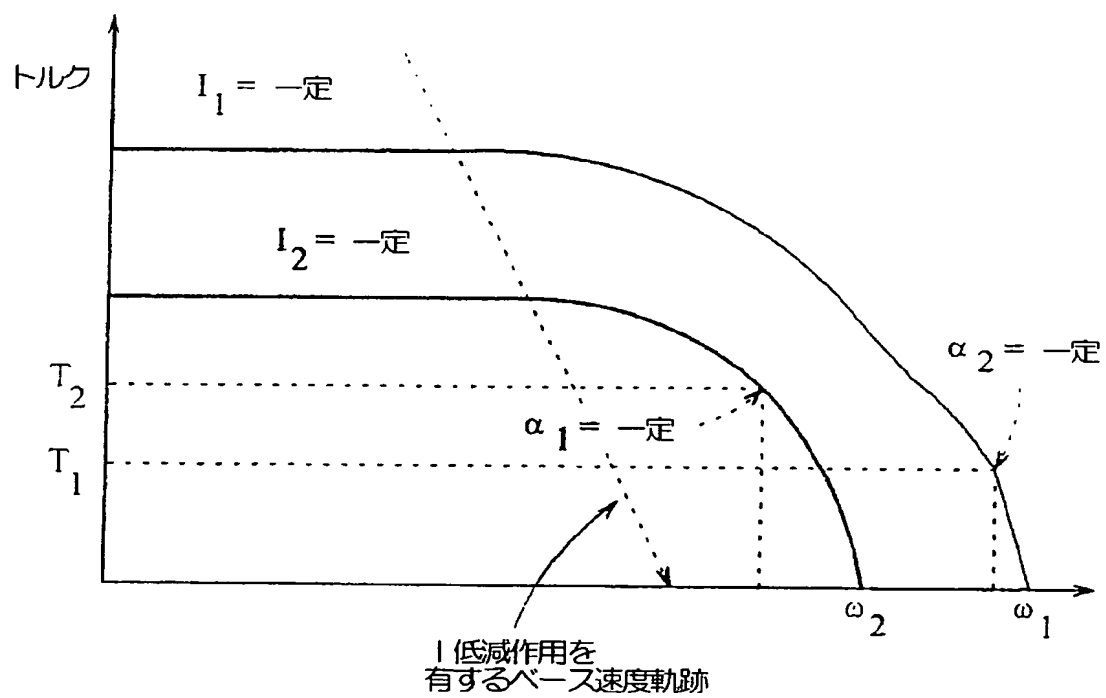


【図 7】

FIG. 7

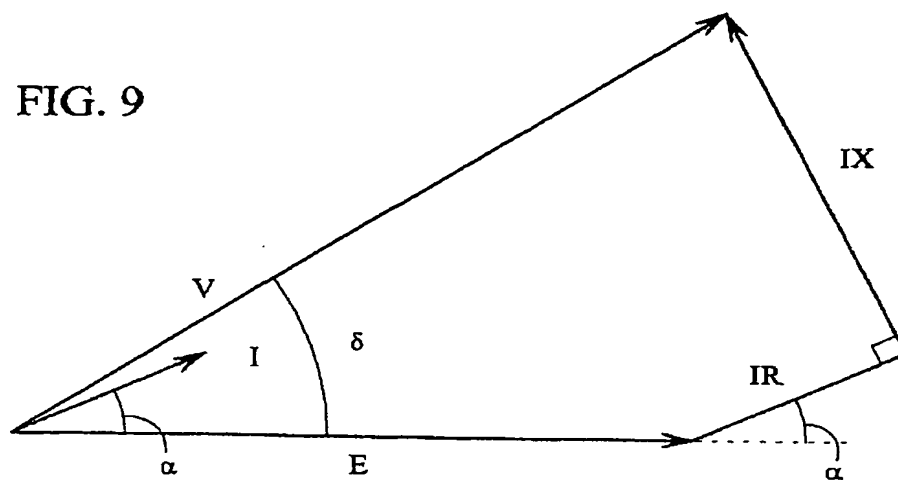


【図 8】

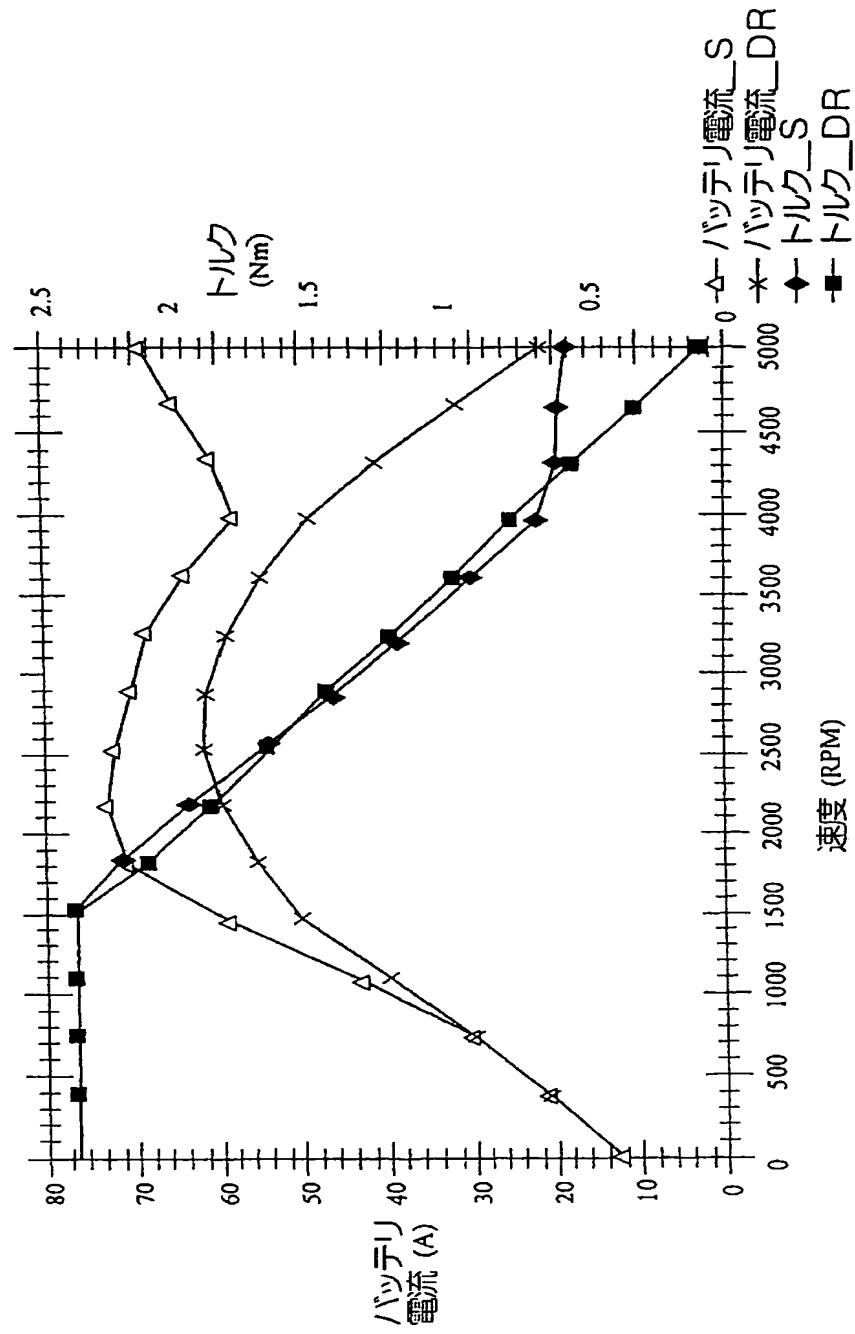


【図 9】

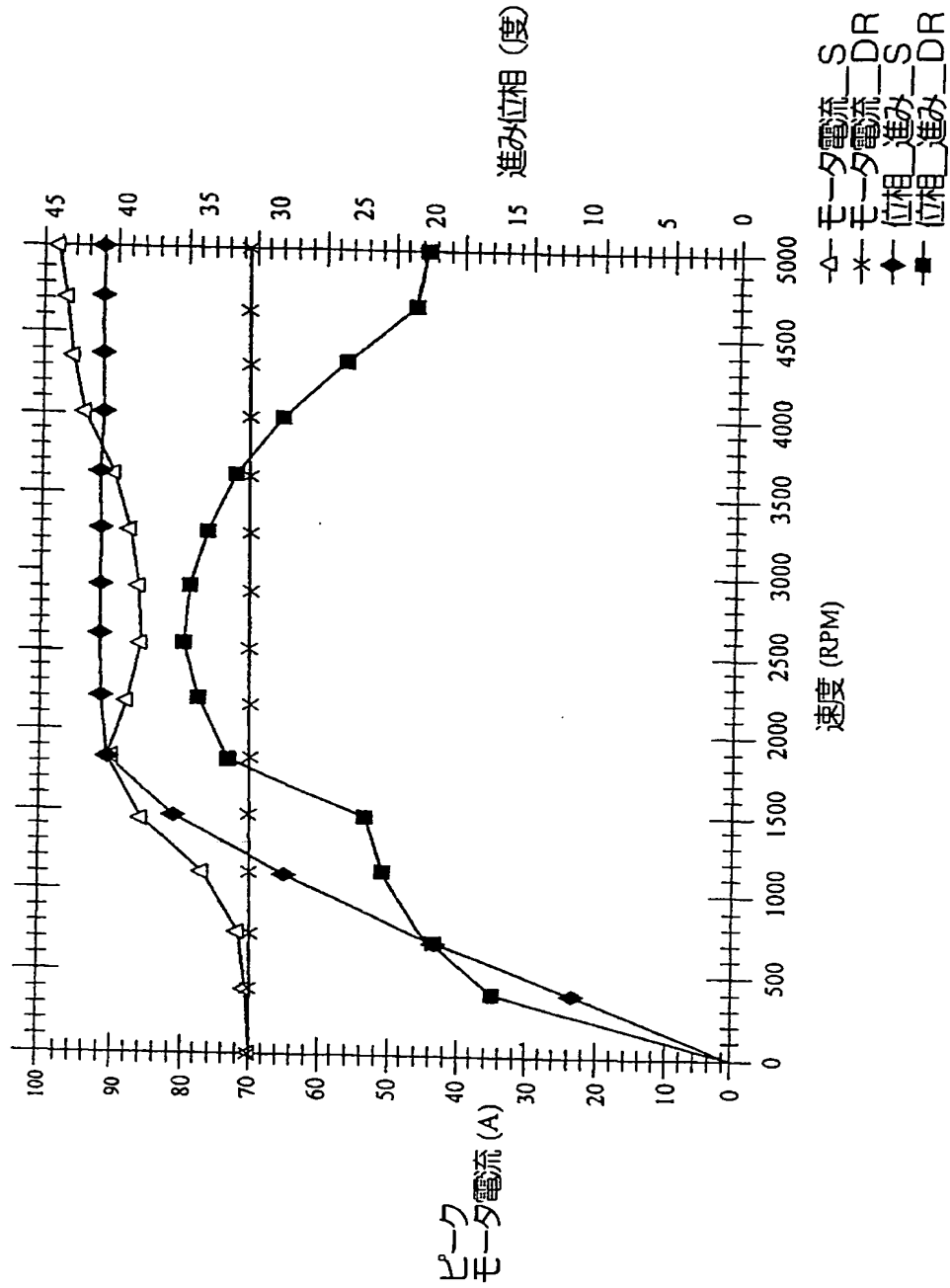
FIG. 9



【図10】



【図 11】



フロントページの続き

(31)優先権主張番号 60/183,301

(32)優先日 平成12年2月17日(2000. 2. 17)

(33)優先権主張国 米国(US)

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), BR, JP

(72)発明者 ボウルズ, ナディ

アメリカ合衆国ミシガン州48098, トロイ,
ボンドウェイ 2055

(72)発明者 ナイドゥー, マラコンダイア

アメリカ合衆国ミシガン州48098, トロイ,
キャスパー・ドライブ 5538

Fターム(参考) 3D033 CA01 CA20 CA21

5H560 AA08 BB04 BB12 DA07 DB07

EB01 EC01 RR01 SS02 TT15

UA05